

①⑨ BUNDESREPUB  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

①⑫ **Offenlegungsschrift**  
①⑩ **DE 100 03 258 A 1**

⑤① Int. Cl.<sup>7</sup>:  
H 04 L 7/00

②① Aktenzeichen: 100 03 258.3  
②② Anmeldetag: 26. 1. 2000  
④③ Offenlegungstag: 9. 8. 2001

DE 100 03 258 A 1

⑦① Anmelder:  
Siemens AG, 80333 München, DE

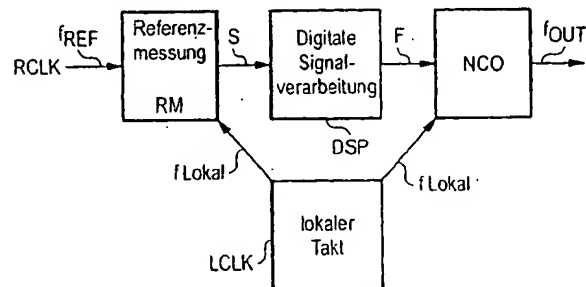
⑦② Erfinder:  
Treyer, Thomas, Dipl.-Ing., 81379 München, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Digitaler Phasenverstärker

⑤⑦ Die vorgeschlagene Taktregeneration, die vollständig digital realisierbar ist und keine rückgekoppelte Regelschleife aufweist, bedarf keinen Verriegelungsvorgang (locking), weist keine Jitterüberhöhung der Jitterübertragungsfunktion auf und ermöglicht schnelles Frequency Hopping.



DE 100 03 258 A 1

# DE 100 05 258 A 1

## Beschreibung

Der Anmeldungsgegenstand bezieht sich auf eine digitale Frequenznachsteuerung.

Der Anmeldungsgegenstand betrifft eine Anordnung und ein Verfahren zur Taktregeneration.

- 5 Eine in vielen elektronischen Schaltungen vorkommende Komponente ist die Taktregeneration. Die Taktregeneration nimmt einen vorhandenen Referenztakt auf und leitet daraus einen Ausgangstakt besserer Qualität ab. Je nach Anwendung muß zwischen folgenden Taktverarbeitungen unterschieden werden:

Der Ausgangstakt hat einen geringeren Jitter als der Referenztakt.

- 10 Der Ausgangstakt hat eine definierte Phase zum Referenztakt.

Der Ausgangstakt hat eine höhere oder tiefere Frequenz als der Referenztakt.

Der Ausgangstakt hat eine Frequenz- oder Phasenmodulation, die der Referenztakt nicht hat (z. B. Frequency Hopping).

- 15 In den meisten Fällen wird eine Phase Locked Loop (PLL) oder Delay Locked Loop (DLL) als Regelschaltung eingesetzt, um einen Taktregenerator zu realisieren.

Dem Anmeldungsgegenstand liegt das Problem zugrunde, eine Anordnung und ein Verfahren zur Taktregeneration anzugeben, die die mit einer Rückkopplung verbundenen Nachteile vermeiden.

Das Problem wird durch die unabhängigen Ansprüche gelöst.

- 20 Vorteile resultieren direkt aus der Tatsache, daß der durch den Anmeldungsgegenstand gebildete Digitale Phasen Verstärker DPA (für: Digital Phase Amplifier) keine rückgekoppelte Regelschleife ist, sondern einem Geradeausverstärker entspricht:

- 25 - Keine Jitterüberhöhung der Jitterübertragungsfunktion  
- Kein Lockvorgang nötig  
- Schnelles Frequency Hopping möglich

Darüber hinaus hat der DPA den Vorteil, daß er vollständig digital realisierbar ist und keine analogen Komponenten benötigt. Daraus folgen Platz- und Kostenvorteile.

- 30 Vorteilhaftes Weiterbildungen des Anmeldungsgegenstandes sind in den Unteransprüchen angegeben.

Der Anmeldungsgegenstand wird im folgenden als Ausführungsbeispiel in einem zum Verständnis erforderlichen Umfang anhand von Figuren näher erläutert. Dabei zeigen:

Fig. 1 ein Blockschaltbild des anmeldungsgemäßen Digitalen Phasenverstärkers und

Fig. 2 charakteristische Abläufe in dem Digitalen Phasenverstärker.

- 35 Bei der in Fig. 1 dargestellten Anordnung zur Taktregeneration sind einer Frequenzmeßeinrichtung RM (für: Reference Measuring) eingangsseitig ein Referenzfrequenzsignal RCLK (für: Reference Clock) mit der Referenzfrequenz  $f_{REF}$  und ein lokales Taktsignal mit der lokalen Frequenz  $f_{LOKAL}$  zugeführt. Die Frequenzmeßeinrichtung führt einer Digitalen Signalverarbeitungseinrichtung DSP (für: Digital Signal Processing) Meßwerte S (für: Sample) zu. Einem numerisch gesteuerten Oszillator NCO (für: Numeric Controlled Oscillator) sind von der Digitalen Signalverarbeitungseinrichtung  
40 eine Sollfrequenz F und das lokale Taktsignal mit der lokalen Frequenz  $f_{LOKAL}$  zugeführt.

Der Anmeldungsgegenstand, der auch als Digitaler Phasenverstärker DPA (für: Digital Phase Amplifier) bezeichnet wird, verarbeitet den Referenztakt in drei Schritten:

- 45 1. Messen der Referenzfrequenz in äquidistanten Zeitschritten  
2. Digitale Signalverarbeitung, z. B. Mittelung der Meßwerte, um die gewünschte PLL-Bandbreite zu erreichen.  
3. Ausgabe des Ergebnisses mit Hilfe eines numerisch kontrollierten Oszillators (NCO)

- Wichtig für die korrekte Funktion des DPA ist, daß die Torzeit der Referenzmessung von der gleichen Taktquelle abgeleitet wird wie die Zeitbasis des NCO, damit die unvermeidlichen Fehler der Referenzmessung korreliert sind mit dem  
50 Frequenzfehler des NCO.

Der DPA arbeitet rein digital, d. h. zwischen den Verarbeitungsschritten werden digitale Samples in äquidistanten Zeitschritten übertragen.

In Schritt 2 kann der aktuelle Mittelwert mit Hilfe von digitaler Signalverarbeitung beliebig manipuliert werden, um eine der folgenden Funktionen durchzuführen:

- 55 a) Frequenz- oder Phasenmodulation  
b) Frequency Hopping (der Ausgangstakt kann im Gegensatz zu einer rückgekoppelten Regelschaltung (z. B. PLL) seine Frequenz schlagartig ändern)  
c) Frequenzumsetzung, wobei als Umsetzfaktor jede beliebige rationale Zahl zulässig ist, im Gegensatz zu einer  
60 rückgekoppelten Regelschaltung (z. B. PLL) ist dieser Umsetzfaktor unabhängig von den Nominalwerten der Ein- und Ausgangsfrequenz und der PLL-Bandbreite.

## Messung der Referenzfrequenz

- 65 Ein Zähler zählt die Flanken der Referenz. In äquidistanten Zeitintervallen  $\Delta t$  wird der Zählerstand abgelesen und der Samplewert S zur nachgeschalteten Mittelwertbildung übertragen. Dabei gelten folgende Randbedingungen:

- Der Zähler wird bei Ablesen des Zählerstandes nicht zurückgesetzt

## DE 100 05 258 A 1

Die äquidistanten Zeitintervalle  $\delta t$  werden von der gleichen lokalen Zeitbasis erzeugt, die im dritten Verarbeitungsschritt auf der Zeitbasis für den NCO ist.

Der Zähler ist so groß dimensioniert, daß innerhalb des Abtastintervalls in Verarbeitungsschritt 2 höchstens ein Zählerüberlauf stattfindet.

5

### Mittelung der Meßwerte

In vielen Applikationen wird von einem Taktregenerator erwartet, daß er hochfrequenten Jitter bedämpft. Diese Tiefpaßfunktion wird am einfachsten mit der hier beschriebenen Mittelwertbildung realisiert.

10

Die Tiefpaßfunktion basiert auf einer gleitenden Mittelwertbildung. Dazu werden  $n + 1$  Werte in einem FIFO gespeichert. Der ganzzahlige Wert  $n$  richtet sich nach der gewünschten PLL-Bandbreite und wird nach folgender Formel bestimmt:

Gleichung 1

15

$$n = \frac{1}{\pi \cdot \delta t \cdot f_{3dB}}$$

20

Um den Mittelwert  $M$  zu bestimmen, werden der erste und der letzte Wert im FIFO subtrahiert und die so ermittelte Differenz durch  $n$  dividiert.

Gleichung 2

25

$$M = \frac{FIFO[0] - FIFO[n]}{n \cdot \delta t}$$

30

### Frequenzumsetzung

Dieser Schritt ist nur nötig, wenn die auszugebende Frequenz  $F$  einen anderen Wert hat als die Referenz oder wenn die auszugebende Frequenz moduliert werden soll. Dazu wird der Mittelwert  $M$  mit einer rationalen Zahl, d. h. mit einem Bruch ganzer Zahlen  $k_1$  und  $k_2$ , multipliziert.

35

Gleichung 3

$$F = M \cdot \frac{k_1}{k_2} = \frac{(FIFO[0] - FIFO[n]) \cdot k_1}{n \cdot \delta t \cdot k_2}$$

40

Im Fall einer Frequenzmodulation werden die Zahlen  $k_1$  und  $k_2$  von Zeitschritt zu Zeitschritt in gewünschter Weise geändert.

45

### NCO

Die Eingangsgröße des NCO ist die Sollfrequenz  $F$ , dargestellt als rationale Zahl, d. h. als Bruch ganzer Zahlen. Damit hat der NCO als Eingangsgrößen zwei Integerzahlen, nämlich der Nenner und der Zähler von Gleichung 3.

50

Der NCO ist eine vollständig digitale Schaltung, die synchron zu einem lokalen Takt arbeitet. Diese lokale Taktfrequenz  $f_{\text{Lokal}}$  des NCO muß mindestens so hoch sein wie die Ausgangsfrequenz.

### Übersicht über die Berechnung

55

Der NCO beginnt mit der ersten Ausgangsflanke und führt nun fortlaufend eine Berechnung durch, um zu ermitteln, zu welchem Zeitpunkt die nächste Flanke des Ausgangssignals generiert werden muß. Diese Berechnung erfolgt in Vielfachen der Periodendauer des lokalen Taktes und liefert wiederum eine rationale Zahl. Der NCO muß nun diese Zahl auf die nächstliegende Flanke des lokalen Taktes runden.

60

Dieser Rundungsfehler führt zwangsläufig zu einem Jitter. Damit der Rundungsfehler nicht zu einer Frequenzabweichung des Ausgangs führt, wird der Rundungsfehler jeder Berechnung in einem Fehlerspeicher erfasst und bei der nächsten Berechnung mit verarbeitet.

### Berechnung im Detail

65

Im Mittel muß der NCO  $PZ$  Perioden des lokalen Taktes warten, bis er die nächste Flanke abgeben muß.  $PZ$  ist der Quotient aus der lokalen Frequenz  $f_{\text{Lokal}}$  und der Sollfrequenz  $F$ .

$$PZ = \frac{f_{Lokal}}{F} = \frac{n \cdot \delta t \cdot k_2 \cdot f_{Lokal}}{(FIFO[0] - FIFO[n]) \cdot k_1}$$

Aus PZ werden im nächsten Schritt die Zahlen floor, ceiling,  $\delta F$  und  $\delta C$  gebildet.

floor: Nächstkleinere ganze Zahl von PZ

ceiling: Nächstgrößere ganze Zahl von PZ

$$\delta F = PZ - \text{floor}$$

$$\delta C = \text{ceiling} - PZ$$

Dabei gilt zunächst: ceiling = floor + 1

Floor und ceiling begrenzen den minimalen und maximalen Frequenzwert, den der NCO liefern kann. In den meisten Applikationen wird kein großer Ziehbereich des NCO gefordert. Sollte jedoch ein größerer Ziehbereich gefordert werden, muß floor verkleinert und ceiling vergrößert werden.

$\delta F$  und  $\delta C$  sind zunächst einmal rationale Zahlen, die aber beide den gleichen Nenner besitzen. Wird mit diesem Nenner erweitert, ergeben sich folgende ganze Zahlen für  $\delta FN$  und  $\delta CN$ :

$$\delta FN = (PZ - \text{floor}) \cdot \text{Nenner}(PZ) = (n \cdot \delta t \cdot k_2 \cdot f_{Lokal}) - \text{floor} \cdot k_1 \cdot (FIFO[0] - FIFO[n])$$

$$\delta FC = (\text{ceiling} - PZ) \cdot \text{Nenner}(PZ) = \text{ceiling} \cdot k_1 \cdot (FIFO[0] - FIFO[n]) - (n \cdot \delta t \cdot k_2 \cdot f_{Lokal})$$

Die Berechnung der Werte von  $\delta FN$  und  $\delta FC$  erfolgt einmal pro Sample-Intervall  $\delta T$ . Liegen diese Werte vor, werden sie von dem NCO in folgender Weise abgearbeitet (siehe Fig. 2).

Bei der hier dargestellten Methode der Referenzmessung kann es sich nachteilig bemerkbar machen, daß der Meßwert mit einem Jitter behaftet ist, dessen Peak-Peak-Wert der Periodendauer der Referenzfrequenz entspricht. Dieser Jitter kann reduziert werden, wenn nicht nur die Anzahl der Perioden der Referenz erfasst wird, sondern auch die Zeitdauer des Intervalls von der letzten Flanke der Referenz zum Ende der Torzeit. Dieser Interpolationswert kann analog erfasst werden, eine Interpolation ist auch digital mit der zeitlichen Auflösung des lokalen Taktes möglich.

#### Patentansprüche

1. Anordnung zur Taktregeneration bei der eine Frequenzmeßeinrichtung (RM), der eingangsseitig ein Referenzfrequenzsignal zuführbar ist, mit einer Digitalen Signalverarbeitungseinrichtung (DSP) verbunden ist, die Digitale Signalverarbeitungseinrichtung mit einem numerisch gesteuerten Oszillator (NCO) verbunden ist, von einer Takteinrichtung ein lokales Taktsignal (LCLK) an die Frequenzmeßeinrichtung und an den numerisch gesteuerten Oszillator abgebar ist.
2. Verfahren zur Taktregeneration demzufolge
  - einer Frequenzmeßeinrichtung (RM) ein Referenztakt (RCLK) zugeführt wird,
  - die Referenzfrequenz des Referenztaktes in äquidistanten Zeitschritten als Samplewerte (S) erfaßt wird
  - die Samplewerte an eine Digitale Signalverarbeitungseinrichtung (DSP) abgegeben werden,
  - die Samplewerte in der Digitalen Signalverarbeitungseinrichtung zu einer auszugebenden Frequenz (F) digital verarbeitet werden
  - die Digitale Signalverarbeitungseinrichtung die auszugebende Frequenz an einen numerisch gesteuerten Oszillator (NCO) abgibt,
  - der durch die auszugebende Frequenz angesteuerte numerisch gesteuerte Oszillator eine Ausgangsfrequenz ( $f_{out}$ ) ausgibt,
  - eine Takteinrichtung ein lokales Taktsignal (LCLK) zur Ableitung der Torzeit für die Erfassung der Samplewerte an die Frequenzmeßeinrichtung abgibt
  - die Takteinrichtung das lokale Taktsignal an den numerisch gesteuerten Oszillator zur Ableitung als Zeitbasis abgibt.
3. Verfahren nach Anspruch 2 dadurch gekennzeichnet, dass als Signalfanke der Ausgangsfrequenz die zu der errechneten Signalfanke nächstliegende Signalfanke des lokalen Taktsignales ausgegeben wird.
4. Verfahren nach Anspruch 3 dadurch gekennzeichnet, dass die Abweichung zwischen der errechneten Signalfanke und der nächstliegenden Signalfanke des lokalen Taktsignales erfaßt wird sowie in einem Fehlerspeicher abgespeichert wird.
5. Verfahren nach Anspruch 4 dadurch gekennzeichnet, dass die Abweichungen für mehrere Signalfanken aufsummiert werden.
6. Verfahren nach Anspruch 5 dadurch gekennzeichnet, dass die aufsummierten Abweichungen bei der Errechnung

DE 100 03 258 A 1

der Signalflar rücksichtigt werden.

Hierzu 1 Seite(n) Zeichnungen

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

FIG 1

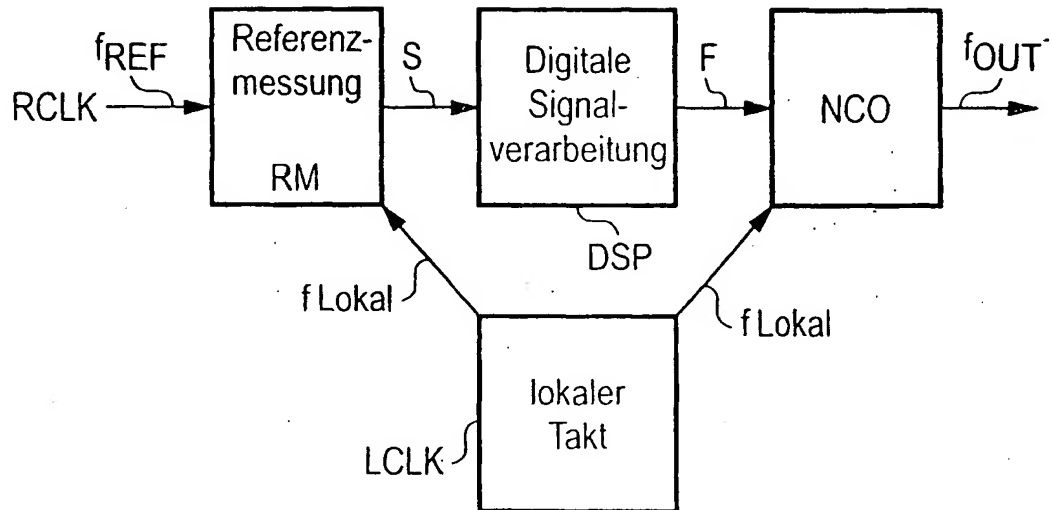


FIG 2

